

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

**SURFACE ACOUSTIC WAVE DEVICE AND COMMUNICATION
EQUIPMENT USING THE SAME**

Patent Number: JP8079131
Publication date: 1996-03-22
Inventor(s): YUHARA AKITSUNA; SHIBA TAKASHI; YAMADA YOSHIHIRO; YAMADA JUN
Applicant(s):: HITACHI LTD
Requested Patent: ☐ JP8079131
Application Number: JP19940210900 19940905
Priority Number(s):
IPC Classification: H04B1/707 ; H03H9/145 ; H03H9/42 ; H03H9/44
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To accelerate information processing of an equipment and to perform miniaturization by providing a SAW matched filter and turning delay time in a coding electrode to the M-th power of 2 of the time of one bit of base band binary information.

CONSTITUTION: On a surface acoustic wave substrate 1, the SAW matched filter 4 composed of a transmission/reception electrode 3 capable of mutually performing transmission and reception with the coding electrode 2 is provided and a SAW delay line 5 composed of electrodes 6 and 7 capable of mutually performing the transmission and the reception is provided parallelly to the filter 4. Further, the electrode 3 of the filter 4 is coupled with one input of a demodulator 10 and the electrode of the delay line 5 through a matching circuit 8 and the electrode 7 of the delay line 5 is coupled with the other input of the demodulator 10 through the matching circuit 9. Then, the delay time in the coding electrode is turned to the M-th power (an M is an integer and M=1) of 2 of the time of one bit of the base band binary information to be handled.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-79131

(43) 公開日 平成8年(1996)3月22日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 B 1/707

H 0 3 H 9/145

9/42

9/44

Z 7259-5 J

7259-5 J

7259-5 J

H 0 4 J 13/ 00

D

審査請求 未請求 請求項の数5 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号

特願平6-210900

(22) 出願日

平成6年(1994)9月5日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 湯原 章綱

神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式

会社日立製作所映像メディア研究所内

(72) 発明者 芝 隆司

神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式

会社日立製作所映像メディア研究所内

(72) 発明者 山田 佳弘

神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地株式

会社日立製作所映像メディア研究所内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

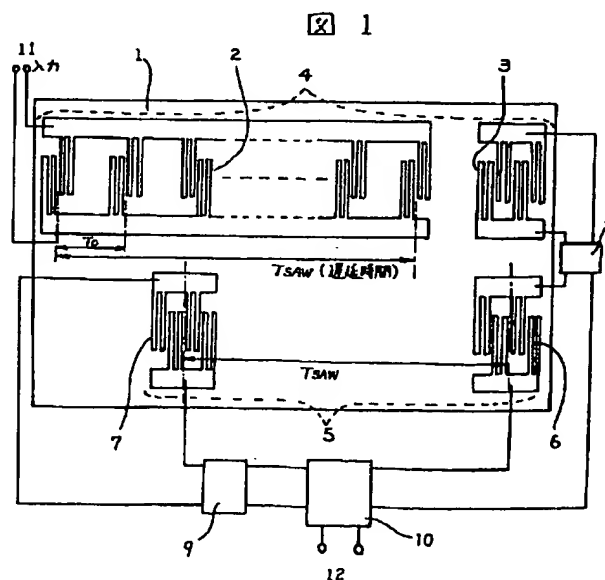
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 弾性表面波装置及びそれを用いた通信装置

(57) 【要約】

【目的】 スペクトラム通信用のSAWデバイスとそれを用いたスペクトラム拡散通信装置の高速情報への対応、小型化、低価格化を達成する事に有る。

【構成】 弾性表面波基盤上に少なくとも一箇の送受波電極を設けた弾性表面波装置において、符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極からなるSAW (弾性表面波) マッチドフィルタを設けた弾性表面波装置において、該符号化電極に於ける遅延時間を取り扱うべきベースバンド二値情報の1ビットの時間の2のM乗倍 (Mは整数) とした弾性表面波装置。



$$T_{SAW} = 2^M T_{1M}$$

【特許請求の範囲】

【請求項1】弾性表面波基板上に少なくとも一個の送受波電極を設けた弾性表面波装置において、符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極からなるSAW（弾性表面波）マッチドフィルタを設けた、弾性表面波装置において、

該符号化電極に於ける遅延時間を取り扱うべきベースバンド二値情報の1ビットの時間の2のM乗倍（Mは整数）としたことを特徴とする弾性表面波装置。

【請求項2】弾性表面波基板上に少なくとも一個の送受波電極を設けた弾性表面波装置において、符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極を該符号化電極を挟んで各一個設けることによりSAW（弾性表面波）マッチドフィルタを計二個設けたことを特徴とする弾性表面波装置。

【請求項3】弾性表面波基板上に少なくとも一個の送受波電極を設けた弾性表面波装置において、符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極を該符号化電極を挟んで各一個設けることによりSAW（弾性表面波）マッチドフィルタを計二個設け、かつ該符号化電極に於ける遅延時間を取り扱うべきベースバンド二値情報の1ビットの時間の2のM乗倍（Mは整数）としたことを特徴とする弾性表面波装置。

【請求項4】弾性表面波基板上に少なくとも一個の送受波電極を設けた弾性表面波装置において、符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極からなるSAW（弾性表面波）マッチドフィルタを設け、かつ該SAWマッチドフィルタと並んで弾性表面波伝搬路を平行とした、互いに送受波しうる二個の送受波電極よりなるSAW遅延線を設け、かつ、上記SAWマッチドフィルタの送受波電極を整合回路を介して上記SAW遅延線の入力送受波電極と復調器の一方の入力と結合させ、上記SAW遅延線の出力送受波電極を他の整合回路を介して上記復調器の他の入力と結合させたとことを特徴とする請求項1、2又は3記載の弾性表面波装置。

【請求項5】請求項4の弾性表面波装置において、上記SAWマッチドフィルタの送受波電極を整合回路を介して上記SAW遅延線の入力送受波電極と復調器の一方の入力と結合させ、上記SAW遅延線の出力送受波電極を他の整合回路を介して上記復調器の他の入力と結合させた弾性表面波装置の上記SAWマッチドフィルタの符号化電極に同じ符号でスペクトラム拡散変調したDPSK変調もしくは $\pi/4$ シフトQPSK変調の情報信号を入力し、マッチドフィルタで同期、拡散復調した信号と信号を該SAW遅延線に入力して二値情報で2のM乗ビット分の時間を遅延させて得た二値情報で2のM乗ビット前の該拡散復調した信号とを上記の復調器の各々の入力端子に入力し、情報復調したことを特徴とする通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明はスペクトラム拡散通信の受信のための、同期、拡散の相関復調、フィルタリングを行い、かつ情報復調を行う弾性表面波装置及びその弾性表面波装置を用いた通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、弾性表面波（SAW）装置を用いて、スペクトラム拡散通信装置を構成する際には、例えば、Conference Record Vol. 2 MILCOM '82, 34.5-1~34.5-3, に見られる様にSAWマッチドフィルタを用いた相関器とSAW遅延線を用い、いわゆるPDI方式で情報信号を復調していた。また、特開平3-77445号公報に見る様にSAWマッチドフィルタとSAW遅延線を同一SAW基板上に、かつ同一伝搬路上に設け、マッチドフィルタの符号化電極以外の送受波電極とSAW遅延線の入力電極を共通の電極として情報信号を同様に復調していた。

【0003】また、これらのSAWマッチドフィルタでは符号化電極に於ける遅延時間を取り扱うべきベースバンド二値情報の1ビットの時間としていた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来のスペクトラム拡散通信SAWマッチドフィルタには伝送情報の高速化、あるいは拡散帯域の制限が必要な場合、符号長が短く（チップが少なく）なり、使用可能な符号配列が限られ、同様のシステムの並列配置が難しく、また充分な拡散比（SN比）が確保できない、相関ピーク損失が大きくなる等の問題があった。または拡散比を確保しようすると、伝送情報の高速化に対応できない、あるいは拡散帯域が制限を外れる等の問題があった。

【0005】さらに上記従来の前者にてはSAWマッチドフィルタとSAW遅延線を別個に設け、かつその間の減衰を補うためにアンプを挿入するなど回路規模が大きくなる、消費電力も増える、価格も上昇する等の課題があった。上記後者ではSAWマッチドフィルタとSAW遅延線の間のアンプは不要となるものの、SAWマッチドフィルタとSAW遅延線が同一伝搬路上に配列されるためSAWデバイス全体が長手方向が極めて大きくなるばかりでなく、SAWデバイスのハーメチックシールのパッケージが、価格が高くなる等の小型化、低価格化を妨げる要因があった。

【0006】本発明の目的は、上記の高速化、小型化、低価格化等を阻害する要因を除き、スペクトラム通信のSAWデバイスとそれを用いたスペクトラム拡散通信装置の情報処理高速化、小型化、低価格化を達成する事に有る。

【0007】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するた

めに、本発明では符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極からなるSAW（弾性表面波）マッチドフィルタを設け、かつ該符号化電極に於ける遅延時間を取り扱うべきベースバンド二値情報の1ビットの時間の2のM乗倍（Mは整数）とした。また、符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極を該符号化電極を挟んで各一個設けることによりSAW（弾性表面波）マッチドフィルタを計二個設けた。それに加えてかつ該SAWマッチドフィルタと並んで弾性表面波伝搬路を平行とした、互いに送受波しうる二個の送受波電極よりなるSAW遅延線を設け、かつ、上記SAWマッチドフィルタの送受波電極を整合回路を介して上記SAW遅延線の入力送受波電極と復調器の一方の入力と結合させ、上記SAW遅延線の出力送受波電極を他の整合回路を介して上記復調器の他の入力と結合させた。

【0008】

【作用】上記した様に、SAWマッチドフィルタを設け、該符号化電極に於ける遅延時間 T_{sw} を取り扱うべきベースバンド二値情報の1ビットの時間の2のM乗倍（Mは整数）としたことにより、ベースバンドで情報信号をM段にシリアル/パラレル変換し、二値情報の1ビットの時間の2のM乗倍（Mは整数）を1シンボルとした信号をとりあつかえるため該符号化電極に於けるチップ数（電極タップ数）を約2のM乗倍とでき、拡散比を相応に大きく出来る、即ちSN比が確保出来る、かつ損失も小さくできる。ここで、ベースバンド情報速度を R_{in} 、ベースバンドでの情報の多重度を N_{in} （=2のM乗）と書くとシンボル速度 R_{in} は

$$R_{in} = R_{in}' / N_{in} = 1 / T_{sw} \quad \text{式 (1)}$$

であり、拡散信号のチップ速度 R_c は拡散帯域幅 B_{ss} 、シンボル速度 R_{in} 、チップ数 N_c とで、

$$R_c = B_{ss} / 2 \quad \text{式 (2)}$$

$$= R_{in} \cdot N_c \quad \text{式 (3)}$$

$$= R_{in}' \cdot N_c / N_{in} \quad \text{式 (4)}$$

と書き表される。拡散帯域幅 B_{ss} に制限が有り、ベースバンド情報速度 R_{in}' を大きくした場合、従来の $M=0$ 、 $N_{in}=1$ では、チップ数 N_c を小さくせざるを得ない。 $M=1$ から大きくしてゆくと、チップ数 N_c は N_{in}

（=2のM乗）倍に増えてゆく。即ち、拡散比を相応に大きく出来、SN比が確保出来る。かつ損失も小さくできる。また符号化電極と該符号化電極と互いに送受波しうる送受波電極を該符号化電極を挟んで各一個設けることによりSAW（弾性表面波）マッチドフィルタを計二個設けたので一つのデバイスで、互いに時間反転の関係にある二つの符号が扱え、小型化出来る。かつ該SAWマッチドフィルタと並んで弾性表面波伝搬路を平行とした、SAW遅延線を設けたことにより、SAWデバイスとしての長手方向寸法を従来の約1/2に短縮できる。

【0009】更に、上記SAWマッチドフィルタの送受波電極を整合回路を介して上記SAW遅延線の入力送

波電極と復調器の一方の入力と結合させ、上記SAW遅延線の出力送受波電極を他の整合回路を介して上記復調器の他の入力と結合させたことにより、上記SAWマッチドフィルタの出力となる送受波電極と上記SAW遅延線の入力送受波電極と復調器の一方の入力の間の電力損失を3dB程度に減らす事が出来、上記SAWマッチドフィルタとSAW遅延線の間のアンプ等を省略できる。

【0010】

【実施例】図1は本発明の弾性表面波装置及びそれを用いた通信装置の好適な実施例を示す模式的平面図である。

【0011】図1において、弾性表面波基板1上に符号化電極2と該符号化電極2と互いに送受波しうる送受波電極3からなるSAW（弾性表面波）マッチドフィルタ4を設け、かつ該SAWマッチドフィルタ4と並んで弾性表面波伝搬路を平行とした、互いに送受波しうる二個の送受波電極6、7よりなるSAW遅延線5を設けている。更に、上記SAWマッチドフィルタ4の送受波電極3を整合回路8を介して上記SAW遅延線5の入力送受波電極6並びに復調器10の一方の入力と結合させ、上記SAW遅延線5の出力送受波電極7を他の整合回路9を介して上記復調器10の他の入力と結合させている。ここで該符号化電極に於ける遅延時間 T_{sw} を取り扱うべきベースバンド二値情報の1ビットの時間の2のM乗倍（Mは整数で、ここでは $M=1$ ）とした。

【0012】ここで上記SAWマッチドフィルタ4の符号化電極2に情報信号を $\pi/4$ -シフトQPSK変調した後、該符号化電極2と同じ符号でスペクトラム拡散変調した信号を入力し、SAWマッチドフィルタ4で同期、拡散復調した信号と情報1ビットの時間の2のM乗倍前の該拡散復調した信号を該SAW遅延線5に入力して情報1ビット分の時間の2のM乗倍の時間を遅延させて得た信号とを上記の復調器10の各々の入力端子に入力し、情報復調している。

【0013】本実施例では、情報信号は速度1024Kbpsの二値信号で、 $\pi/4$ -シフトQPSK変調している。即ちシリアル/パラレル変換は $\pi/4$ -シフトQPSK変調に伴い一回（ $M=1$ に相当）である。更に260.096MHzの微弱電波を搬送波とした上で、各1ビットの二倍をさらに127チップ（ 2^7-1 ）のm系列のPN（疑似雑音）符号で周波数拡散変調した信号を入力信号としている。ここで、拡散の帯域は微弱電波では周波数の上限が事実上322MHzに押さえられることから、帯域幅 B_{ss} として約120MHz、チップ速度 R_c として約60MHzが上限となっている。弾性表面波基板としては遅延時間の温度係数の小さく零温度係数を持つSTカット水晶基板を用いており、SAWの各電極は膜厚0.1 μ mのAl薄膜をホトエッチングして形成したダブル電極指からなる中心周波数260.096MHzのインターディジタルトランスデューサ（ID

T) から構成される。符号化電極 2 は対数 0.5 対の I D T を、その極性に上記の符号化を施して電極周期 λ_e の 4 倍毎に配置し、127 チップに構成してあり、これと対となる送受波電極 3 は電極対数 4 対のいわゆる正規型電極で構成してある。一方、SAW 遅延線の入力送受波電極 6、出力送受波電極 7 はいずれも電極対数 4 対の正規型電極で構成され、情報 1 ビットの二倍相当の遅延時間 T_{SAW} を生ずる様に間隔が取られている。

【0014】本実施例では、所定の PN 符号に対する SAW マッチドフィルタそのものの相関出力信号ピークは 40 dB にとどまっているが、雑音信号にたいしては、20 dB 以上のレベル差を取ることができた。従来構成では情報 1 ビット分の遅延時間なので符号化電極のチップ数 $N_c = 63$ と半減するので、本実施例では従来構成の二倍の出力が得られていることがわかる。即ち、SN 比も 3 dB 良いので有る。さらに SAW チップの長手方向寸法は 15 mm、短辺は 6 mm と第二の従来例と同様の構成とした場合に比べ、長手方向寸法は約 $1/2$ とできた。そのため、デバイスのパッケージが大幅に小さくなり、価格的にも低減できた。さらに、第一の従来例に比べ、SAW のパッケージが二個から一個と半減できただけでなく、アンプが節約出来、小型化、低価格化、消費電力の低減ができた。また、スペクトラム通信の受信装置としても、上記の効果が発揮され、薄型のカード状のモデムが可能となった。

【0015】図 2 は本発明の弾性表面波装置及びそれを用いた通信装置の好適な第二の実施例を示す模式的平面図である。

【0016】図 2 において、弾性表面波基板 1 上に符号化電極 2 と該符号化電極 2 と互いに送受波しうる送受波電極 3 からなる SAW (弾性表面波) マッチドフィルタ 4 を設け、かつ該 SAW マッチドフィルタ 4 と並んで弾性表面波伝搬路を平行とした、互いに送受波しうる二個の送受波電極 6、7 よりなる SAW 遅延線 5 を設けている。更に、上記 SAW マッチドフィルタ 4 の送受波電極 3 を整合回路 8 を介して上記 SAW 遅延線 5 の入力送受波電極 6 並びに復調器 10 の一方の入力と結合させ、上記 SAW 遅延線 5 の出力送受波電極 7 を他の整合回路 9 を介して上記復調器 10 の他の入力と結合させている。同じく図 2 において、弾性表面波基板 1 上に符号化電極 2 を挟み、送受波電極 3 の反対側に該符号化電極 2 と互いに送受波しうる送受波電極 3' からなる SAW (弾性表面波) マッチドフィルタ 4' を設け、かつ該 SAW マッチドフィルタ 4' と並んで弾性表面波伝搬路を平行とした、互いに送受波しうる二個の送受波電極 6'、7' よりなる SAW 遅延線 5' を設けている。更に、上記 SAW マッチドフィルタ 4' の送受波電極 3' を整合回路 8' を介して上記 SAW 遅延線 5' の入力送受波電極 6' 並びに復調器 10' の一方の入力と結合させ、上記 SAW 遅延線 5' の出力送受波電極 7' を他の整合回路 9

を介して上記復調器 10' の他の入力と結合させている。ここで該符号化電極に於ける遅延時間 T_{SAW} を取り扱うべきベースバンド二値情報の 1 ビットの時間の 2 の M 乗倍 (M は整数で、ここでは $M=2$) とした。

【0017】ここで上記 SAW マッチドフィルタ 4 の符号化電極 2 に情報信号をシリアル/パラレル変換して二系統に分け、その各々を $\pi/4$ -シフト QPSK 変調した後、その一方を該符号化電極 2 と同じ符号でスペクトラム拡散変調した信号を入力し、SAW マッチドフィルタ 4 で同期、拡散復調した信号と情報 1 ビットの時間の 2 の M 乗倍前の該拡散復調した信号を該 SAW 遅延線 5 に入力して情報 1 ビット分の時間の 2 の M 乗倍の時間を遅延させて得た信号とを上記の復調器 10 の各々の入力端子に入力し、情報復調している。また、符号化電極 2 には、 $\pi/4$ -シフト QPSK 変調した他の一方を該符号化電極 2 と同じ符号を時間反転した符号でスペクトラム拡散変調した信号を並行して入力し、SAW マッチドフィルタ 4' で同期、拡散復調した信号と情報 1 ビットの時間の 2 の M 乗倍前の該拡散復調した信号を該 SAW 遅延線 5' に入力して情報 1 ビット分の時間の 2 の M 乗倍の時間を遅延させて得た信号とを上記の復調器 10' の各々の入力端子に入力し、情報復調している。

【0018】本実施例では、情報信号は速度 2048 Kbps の二値信号で、一回シリアル/パラレル変換し二系統に分けたのち、その各々を $\pi/4$ -シフト QPSK 変調している。ここではシリアル/パラレル変換の回数は $\pi/4$ -シフト QPSK 変調に伴うものを含め二回

($M=2$) である。更に 260.096 MHz の微弱電波を搬送波とした上で、各 1 ビットの 4 倍をさらに 127 チップ (2^7-1) の m 系列の PN (疑似雑音) 符号で周波数拡散変調した信号を入力信号としている。弾性表面波基板としては遅延時間の温度係数の小さく零温度係数を持つ ST カット水晶基板を用いており、SAW の各電極は膜厚 0.1 μm の Al 薄膜をホトエッチングして形成したダブル電極指からなる中心周波数 260.096 MHz のインターディジタルトランスデューサ (IDT) から構成される。符号化電極 2 は対数 0.5 対の I D T を、その極性に上記の符号化を施して電極周期 λ_e の 4 倍毎に配置し、127 チップに構成してあり、これと対となる送受波電極 3 は電極対数 4 対のいわゆる正規型電極で構成してある。一方、SAW 遅延線の入力送受波電極 6、出力送受波電極 7 はいずれも電極対数 4 対の正規型電極で構成され、情報 1 ビットの 4 倍相当の遅延時間を生ずる様に間隔が取られている。

【0019】本実施例では、所定の PN 符号に対する SAW マッチドフィルタそのものの相関出力信号ピークは 40 dB にとどまっているが、雑音信号にたいしては、20 dB 以上のレベル差を取ることができた。従来構成では情報 1 ビット分の遅延時間なので符号化電極のチップ数 $N_c = 31$ と $1/4$ に減するので、本実施例では従

7

来構成の4倍の出力が得られていることがわかる。即ち、SN比も6dB良いので有る。さらにSAWチップの長手方向寸法は15mm、短辺は6mmと第二の従来例と同様の構成とした場合に比べ、長手方向寸法は約1/2とできた。そのため、デバイスのパッケージが大幅に小さくなり、価格的にも低減できた。さらに、第一の従来例に比べ、SAWのパッケージが二個から一個と半減できただけでなく、アンプが節約出来、小型化、低価格化、消費電力の低減ができた。また、スペクトラム通信の受信装置としても、上記の効果が発揮され、薄型のカード状のモデムが可能となった。

【0020】上記第二の実施例において、元の二値情報信号が8192Kbpsとかなり高速であってもチップ数 $N_c = 31$ 、 $(2^5 - 1)$ とすれば、弾性表面波基板が水晶であっても符号化電極2と外部回路との整合は、弾性表面波基板面積を過大とすることなく充分にとれ、相関ピーク損失を過大とすることなく充分に実用的なものとできる。他方、従来技術では、チップ数 $N_c = 7$ で弾性表面波基板が低温特の点から必要な水晶であつては符号化電極2と外部回路との整合は、実質上、非常に困難である。従つて、損失の点でも大きく、SN比も極めて小さく、スペクトラム拡散通信の利点が殆ど失われる。

【0021】上記の実施例では、同一弾性表面波基板上にSAW遅延線を組み込み、遅延検波しているが、必ず*

8

*しもそうでなくともよく、同期検波等を用いても良い。

【0022】

【発明の効果】本発明により、スペクトラム通信の相関復調、同期、フィルタリング、並びに情報復調に使用するSAWデバイスが、その損失、SN比を損なうことなく高速情報を扱うことができるようになり、一個のパッケージで構成出来、しかもその寸法が小型化でき、さらにアンプ等が節約できる。そのため、スペクトラム通信用のSAWデバイス及びそれを用いた通信装置の高速情報への対応、小型化、低価格化が可能となった。

【図面の簡単な説明】

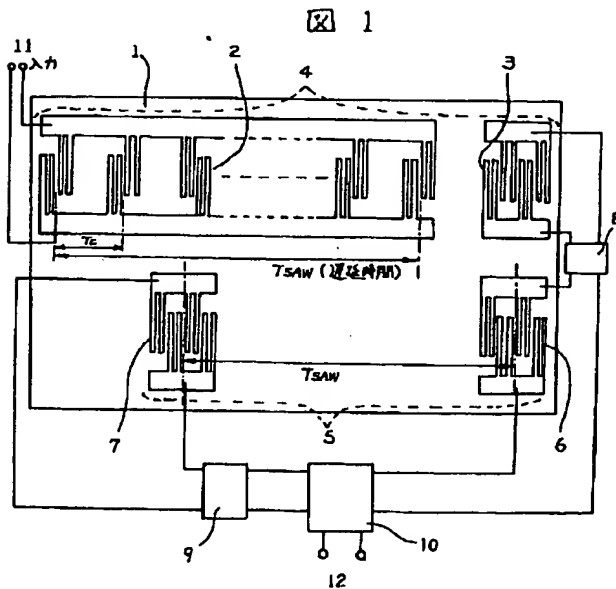
【図1】本発明の弾性表面波装置及びそれを用いた通信装置の好適な実施例を示す模式的平面図である。

【図2】本発明の弾性表面波装置及びそれを用いた通信装置の好適な第二の実施例を示す模式的平面図である。

【符号の説明】

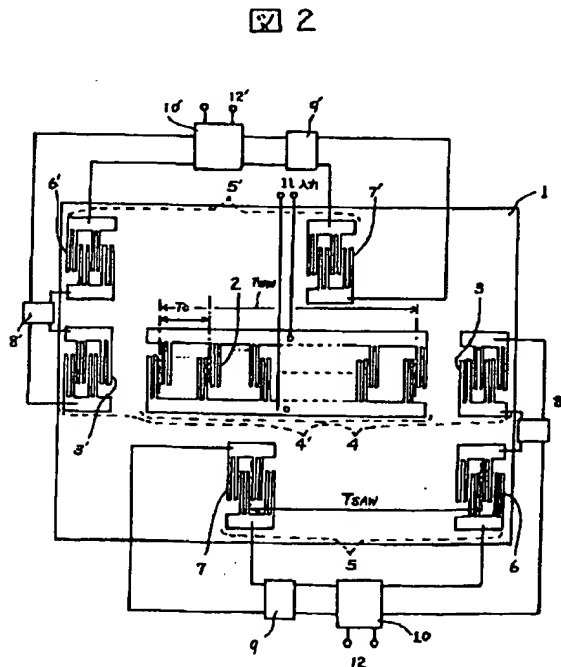
1…弾性表面波基板、2…符号化電極、3、3'…送受波電極（SAW マッチド フィルタ用）、4、4'…SAW マッチド フィルタ、5、5'…SAW遅延線、6、6'…送受波電極（遅延線入力）、7、7'…送受波電極（遅延線出力）、8、8'…整合回路（遅延線入力）、9、9'…整合回路（遅延線出力）、10、10'…復調器、11…SAW マッチド フィルタ入力、12、12'…復調器出力。

【図1】



$$T_{SAW} = 2^M T_{IM}$$

【図2】



フロントページの続き

(72) 発明者 山田 純
神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地株式
会社日立製作所情報通信事業部内